УДК 621.38:681.33:535.4

# АНАЛИЗ И СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО ОПТИЧЕСКОГО СЛЕДЯЩЕГО ФАЗОМЕТРА С ВРЕМЕННЫМ ДИСКРИМИНАТОРОМ

С.М. Слободян

Инновационный центр "ТЕСТ". г.Томск
E-mail: IC_Test@ inbox.ru

*Проведен анализ следящего оптического фазометра с временным дискриминатором видеосигнала, для которого получены оптимальные соотношения параметров при обработке видеосигнала малоконтрастного интерференционного поля, то есть, в условиях гауссова распределения и марковской модели сигнала и фона. Для пуассоновской модели распределения сигнала и фона приведены выражения, определяющие оптимальные размер и скорость следящего сканирования малоконтрастной интерференционной картины по условию минимума погрешности слежения за полосой интерференции.*

Средства интерферометрии находят широкое применение в ряде оптических и радиотехнических устройств и систем [1–7]. Интерес к интерферометрическим средствам, обеспечивающим прием малоконтрастных низкой интенсивности изображений в условиях воздействия помех, особенно возрос в последние годы в связи с появлением персональных компьютеров высокой мощности и новых методов, например [2, 3, 5, 6], вейвлет-анализа сигналов и изображений, делающих возможным обработку картин интерференции со скоростью, достаточной для получения в реальном времени информации о динамике изменения трехмерной структуры фазового распределения изображений наблюдаемого средством пространства [2–4]. Задача получения оценок динамики изменения пространственно-временных характеристик волнового фронта оптического излучения значительно сложнее подобной [5, 6] радиоволновой задачи. Это объясняется тем, что фотоприемные (ФП) устройства оптического диапазона не осуществляют непосредственно регистрацию комплексной амплитуды волнового поля. Известные методы регистрации комплексной амплитуды, определяя способы получения пространственных и временных характеристик оптического поля, являются косвенными и основаны [1, 2, 4] на обширной гамме различных модификаций основного принципа интерференционного взаимодействия отдельных частей когерентного или некогерентного оптического поля. Название методов, например, голографическая, двухэкспозиционная, спекл-, сдвиговая, муаровая, гетеродинная, интерферометрия интенсивностей отражают особенности аналитических подходов, дающих возможность регистрации параметров исследуемого явления, с точностью и разрешением, определенными размерностью длины волны используемого излучения. Так, интерферометрические устройства контроля формы поверхностей по измерению фазы фронта потенциально позволяют определять комплексную амплитуду оптического поля и другие информативные параметры как апериодических, так и колебательных сверхмалых ~$(10^{-2}...10^{-3})\lambda$ перемещений поверхности [4]. В этом случае изменения фазового фронта наблюдаются как результат сложения волны исследуемого поля с полем другого опорного когерентного оптического излучения. Регистрация этих изменений фазы фронта заключается в последующем изучении структуры, контраста, динамики поведения и положения интерференционных полос (ИП) в плоскости изображения. Малый контраст изображения ИП при слабых световых сигналах является одним из основных факторов ограничения эффективности средств, учитываемый при проектировании систем адаптивной оптики и фазометрических систем контроля в реальном времени динамической деформации волнового фронта.

Эта проблема порождает необходимость удовлетворения противоречивых требований к фазометрической системе, а именно, обеспечения максимальной эффективности фильтрации помех при высоких динамической и статической точности в измерении и воспроизведения фазы волнового фронта анализируемого излучения. Наиболее эффективное решение этой проблемы возможно только на основе синтеза системы, реализующей минимум среднего квадрата случайной погрешности, обусловленной воздействием искажающих факторов – помех, при одновременном удовлетворении технических требований к качеству ее других характеристик, например, обеспечения наибольшей чувствительности. Вместе с тем, вопросы синтеза оптических фазометров с определенными характеристиками практически не разработаны и в литературе недостаточно освещены. Основные результаты, полученные в этом направлении и изложенные, например, в [1], не отражают всей полноты требований, предъявляемых на практике к показателям качества таких систем.

Задача синтеза оптимального оптического фазометра для контроля параметров волнового фронта излучения с математической точки зрения может быть рассмотрена как экстремальная задача. Она сводится к исследованию на условный минимум функционала, определяющего средний квадрат случайной погрешности (расстройки или невязки) системы при некоторых ограничивающих условиях, которые соответствуют требованиям чувствительности, статической и динамической точности оптического фазометра. Так, для рассмотренных в [8, 9] следящих фазометров размер и скорость следящего сканирования могут быть оптимизированы на основе общепринятой теории статистических решений по критерию минимума средней квадратической погрешности, максимизи-

рующей точность системы слежения и зависящей от энергетических, например, отношения сигнал/шум и неэнергетических ее параметров. Рассмотрим их влияние подробнее путем исследования эффективности применения в фазометрах принципа временного дискриминирования совместно с интерференционным методом контроля фазы волнового поля. В фазометр этого типа заложен принцип слежения за подвижным объектом [10] с время-импульсным способом формирования сигнала ошибки [11], основанного на том, что смещение центров следящего сканирования и изображения ИП приводит к временному сдвигу видеоимпульса относительно опорного уровня – виртуального центра сканирования. Измеряя временной сдвиг видеоимпульса от ИП относительно сигнала сканирования для формирования определенного величиной этого сдвига аналогового или цифрового сигнала ошибки положения ИП, можно совместить центры сканирования и изображения ИП.

В представленном ниже варианте слежения за смещением ИП, в течение периода или интервала следящего сканирования $T_{ск}$, ИП пересекает элемент ФП один раз, и выходной сигнал ФП устройства будет представлять собой результат свертки распределений плотности потока фотонов в изображении ИП размером $2r_0$ и функции чувствительности апертуры ФП, с учетом формы его элемента размером $2r_a$. Для общности рассматриваем случай замкнутой области связной структуры фрактала изображения ИП некоторого порядка интерференции. При распределении энергетической освещенности в изображении пятна ИП, в том числе нулевого порядка кольцевой структуры, в плоскости ФП $E(x',y')$ и функции совместного распределения прозрачности оптической апертуры и чувствительности элемента ФП $\rho_a(x,y)$ амплитуда сигнала на его выходе определится двумерным интегралом свертки

$$i_c = \varepsilon E_0 \pi r_0^2 a^2 (1+a^2)^{-1} \exp[-(m_0^2+n_0^2)/(1+a^2)], \qquad (1)$$

где $\varepsilon$ – чувствительность ФП (в общем случае функция $\lambda$); $a=r_a/r_0$, $m_0=x_0/r_0$, $n_0=y_0/r_0$ – относительные размер элемента ФП и координаты; $E_0$ – энергетическая освещенность сигнала (в точке $x_0=0$; $y_0=0$), с максимальным значением сигнала на выходе ФП

$$i_c = \varepsilon E_0 \pi r_0^2 a^2/(1+a^2). \qquad (2)$$

При равномерной прозрачности апертуры ФП круглой формы радиусом $r_a$

$$\rho_a(x,y) = \begin{vmatrix} 1, \; для \; |x| \le \sqrt{r_a^2-y^2}, |y| \le \sqrt{r_a^2-x^2}; \\ 0, \; для \; |x| > \sqrt{r_a^2-y^2}, |y| > \sqrt{r_a^2-x^2}, \end{vmatrix}$$

величина сигнала на основе (1) и (2) определяется выражением

$$i_{c.a} = \varepsilon E_0 \pi r_0^2 \frac{\sqrt{\pi}}{2} \times$$
$$\times \int_{-a-n_0}^{a-n_0} [\exp(-n_{01}^2)] \begin{bmatrix} \Phi(\sqrt{a^2-(n_{01}+n_0)^2}-m_0)+ \\ +\Phi(\sqrt{a^2-(n_{01}+n_0)^2}+m_0) \end{bmatrix} d\,n_{01},$$

(здесь $n_{01}=(y-y_0)/r_0$; $\Phi(u)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^u \exp(-t^2)\,dt$ – интеграл вероятности) с максимальным значением сигнала

$$i_{c\,м} = \varepsilon E_0 \pi r_0^2 [1-\exp(-a^2)]. \qquad (3)$$

Для квадратной формы апертуры ФП со стороной $2r_{кв}$ равномерной прозрачности

$$\rho_a(x,y) = \begin{vmatrix} 1, \; при \; |x| \le r_{кв}, |y| \le r_{кв}; \\ 0, \; при \; |x| > r_{кв}, |y| > r_{кв}, \end{vmatrix}$$

сигнал на выходе ФП при $a=r_{кв}/r_0$ равен

$$i_c = 0{,}25\varepsilon E_0 \pi r_0^2 \, [\Phi(a+m_0)+\Phi(a-m_0)] \times$$
$$\times [\Phi(a+n_0)+\Phi(a-n_0)],$$

с максимальным значением $i_{c\,м} = \varepsilon E_0 \pi r_0^2 \, [\Phi(a)]^2$. (4)

Если учтем, что с точностью не хуже 0,7 % $\Phi(\pm u) \approx \pm\{1-\exp[(-4/\pi)u^2]\}^{1/2}$, то получим максимальный сигнал, соответствующий наибольшей интенсивности

$$i_{c\,м} \approx \varepsilon E_0 \pi r_0^2 \{1-\exp[(-4/\pi)a^2]\}. \qquad (5)$$

Часто представляет интерес среднее значение сигнала, учитывающее случайность положения изображения ИП между тактами сканирования. Для одномерной процедуры сканирования с шагом $2\delta_x$ среднее значение сигнала на выходе ФП составит

$$i_{ср} = \int_{-\delta_x}^{\delta_x} i_c(x_0,y_0) w(x_0) d\,y_0, \qquad (6)$$

где $w(x_0)=1/(2\delta_x)$ – равномерная плотность распределения. Для двумерного точечного с шагом $2\delta_x \times 2\delta_y$ следящего сканирования среднее значение сигнала ФП найдется из

$$i_{ср} = \int_{-\delta_y}^{\delta_y} \int_{-\delta_x}^{\delta_x} i_c(x_0,y_0) w(x_0) w(y_0) d\,x_0\, d\,y_0, \qquad (7)$$

где $w(x_0,y_0)=1/(4\delta_x,\delta_y)$ Для линейного изображения ИП: $w(x_0)=1/(2\delta_x)$, $w(y_0)=1$; $\delta_y=r_a$. Для круглой и квадратной форм апертур ФП с гауссовской прозрачностью выражения (6) и (7) соответственно принимают вид:

$$i_{ср} = i_{см} \Phi(b_{x1})(\sqrt{\pi}/2b_{x1}) \exp(-m_0^2/\sqrt{1+a^2}),$$
$$i_{ср.1} = i_{см} \Phi(b_{x1}) \pi/(2b_{x1}),$$

где $b_{x1}=\delta_x/(r_0\sqrt{1+a^2})$. При фоновой плотности потока $E_Ф$, величина которого косвенно учитывает темновую составляющую шума, сигнал ФП с апертурой круглой формы равномерной или гауссовской прозрачности равен: $i_Ф=\varepsilon E_Ф \pi r_a^2$, а на выходе ФП с апертурой квадратной формы равномерной прозрачности: $i_Ф=\varepsilon E_Ф 4r_{кв}^2$.

На практике заданными являются яркость фона $B_Ф$ и сила света излучения или $I_0$ – интенсивность интерференционной картины. При этом освещенность изображения полосы в плоскости ФП равна: $E_0=\tau_0 I_0/(D_0/2r_0)^2$ а фона $E_Ф=\pi\tau_0 B_Ф/(D_0/2f)^2$, где $\tau_0$ – коэффициент пропускания среды и объектива; $D_0$ – диаметр входного зрачка и $f$ – фокусное расстояние объектива.

При следящем сканировании $x_M(t)$ ИП (рис. 1 и 2) относительно опорного среднего положения $x_M(t)=x_{MO}(t_к+0,5T_{ск})$ центра траектории сканирования, производимого пьезоприводом типа [12], выходной сигнал устройства представляет собой периодическую последовательность видеоимпульсов. Их огибающая промодулирована случайным образом по ширине и временному положению видеоимпульсов с внутренним заполнением случайным марковским потоком однофотонных импульсов, распределение интенсивности которых отражает изменение плотности потока энергии в сканируемом поле ИП. Для упрощения формализации анализа точностных характеристик, примем, что для большинства ФП, используемых для регистрации интерференции, справедлива пуассоновская модель сигнала. Тогда, выходной сигнал ФП представляет собой пуассоновскую последовательность наносекундных импульсов одноэлектронной природы с плотностью распределения вероятности интервала их следования $\Delta t$

$$p(\Delta t)=(1/\tau_{оп})\exp(-\Delta t/\tau_{оп}),$$

где $\tau_{оп}=1/\overline{n}_и(t)$ – средний период следования выходных импульсов, величина которого обратно пропор-

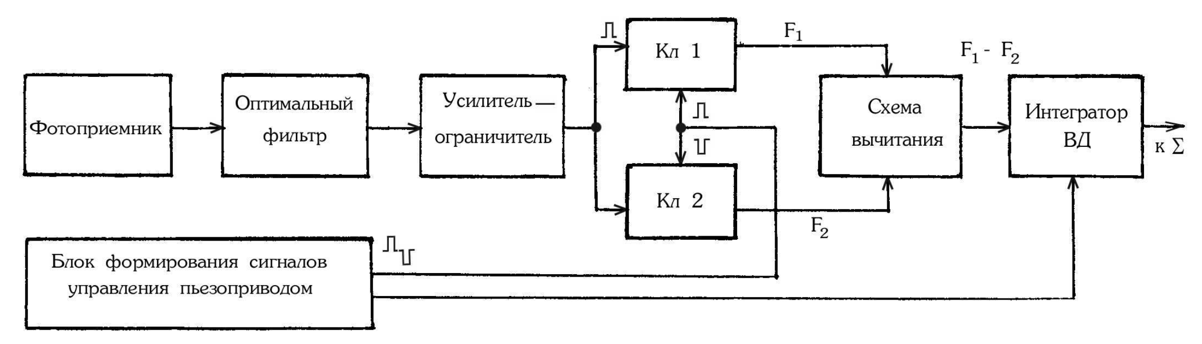



**Рис. 1.** *Структурная схема формирования сигнала рассогласования ВД*

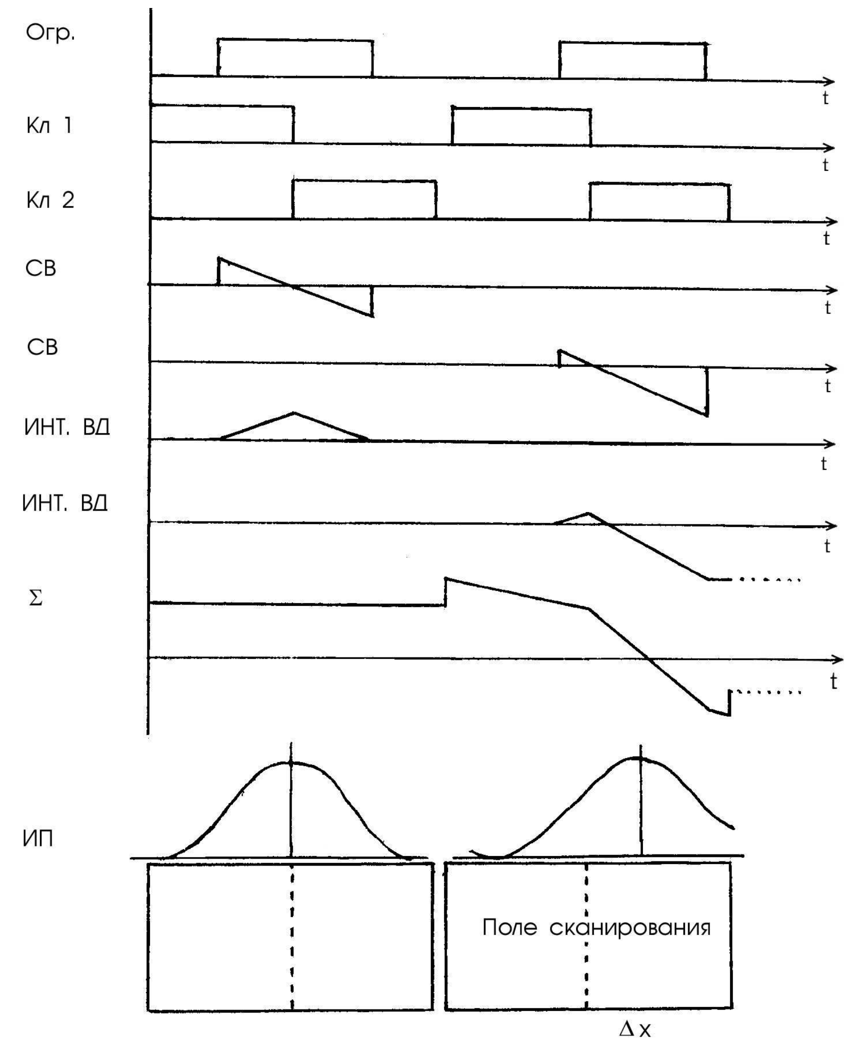



**Рис. 2.** *Динамика переходных процессов при работе следящего фазометра с ВД*

циональна их интенсивности $\bar{n}_и(t)$, определяемой плотностью светового потока в изображении полосы на чувствительной поверхности ФП. При слежении за изображением ИП достаточно большой освещенности, сигнал ФП имеет вид последовательности видеоимпульсов. Форма их огибающей определяется видом распределений плотности светового потока в изображении ИП, прозрачности оптической апертуры и элемента ФП и их геометрией. Для соответствия принятой для анализа пуассоновской модели, будем считать, что полоса пропускания оптимального фильтра (рис. 1) блока обработки выходного сигнала ФП, в необходимой для реализации модели мере, согласована с частотой следования выходных импульсов. Среднее значение интенсивности следования импульсов видеосигнала одноэлектронной природы, как математическое ожидание пуассоновской случайно распределенной величины, равно сумме средних интенсивностей темнового шума $\bar{n}_T(t)$, внешнего фона $\bar{n}_Ф(t)$ и сигнального $\bar{n}_C(t)$ потоков импульсов: $\bar{n}(t)=\bar{n}_T(t)+\bar{n}_Ф(t)+\bar{n}_C(t)$, определяемых принятыми (аддитивной, мультипликативной, аппликативной) моделями изображения. Здесь $\bar{n}_Ф(t)=\varepsilon E_Ф S_{Фn}/q$ и $\bar{n}_C(t)=\varepsilon E_0 S_{Фn}/q$ вычисляются с учетом особенностей сканирования, ранее рассмотренных [8, 10]; $q$ = 1,6·10$^{-19}$ Кл – заряд электрона; $S_{Фn}$ – площадь элемента ФП.

Сигнал временного дискриминатора (ВД) на интервале $\tau_д$ вычисления величины рассогласования положения видеосигнала и центра следящего сканирования, отражающий расстройку системы или ее разбаланс, представляется в виде [10]

$$U_\partial = K_\partial \int_0^{\tau_\partial} [F_i(t) - F_{i+1}(t+\tau)]\bar{n}(t)dt,$$

где $K_д$ – коэффициент пропорциональности, влияющий на крутизну характеристики преобразования ВД; $F_{i,i+1}(t,\tau)$ – нормированная знакопеременная функция, описывающая алгоритм работы ключевых каскадов ВД. Она принимает значение "1" при замкнутом состоянии ключа и "0" – при разомкнутом состоянии. В рассматриваемом случае, учитывая дискретные свойства пуассоновского потока импульсов, с достаточной степенью точности анализа операцию интегрирования можно заменить суммированием на том же временном интервале усреднения. Тогда среднее значение сигнала рассогласования положения видеосигнала относительно центра следящего сканирования, определяемое как математическое ожидание, и его дисперсия найдутся по формулам

$$\bar{m}_u = K_\partial \sum^{\lambda} [F_i(t) - F_{i+1}(t+\tau)]\bar{n}(t)\Delta t,$$

$$\sigma_u^2 = K_\partial^2 \sum^{\tau} [F_i(t) + F_{i+1}(t+\tau)]\bar{n}(t)\Delta t.$$

Здесь учтены свойства знакопеременной функции $F_i(0;1)$: $F_i(t)\cdot F_{i+1}(t)\equiv 0$ и $F_i^2(t)\equiv F_i(t)$. Когда скорость следящего сканирования относительно высока по сравнению с динамикой смещения отслеживаемой ИП, то величина $\Delta\tau$ интервала рассогласования положения видеосигнала и центра траектории следящего сканирования длиной $\ell_{ск}$ лежит в области малых значений, и выражение для сигнала дискриминатора, с использованием методики [11], принимает простой вид: $m_u=K_д\bar{n}_0\cdot\tau_д\cdot\Delta\tau/\vartheta_{ск}\cdot T_{сл}$. Откуда крутизна дискриминатора

$$\theta_д=\partial U/\partial\Delta\tau=K_д n_0\cdot\tau_д/\vartheta_{ск}\cdot T_{сл}$$

для $\tau_д/T_{сл}=1$ составит: $\theta_д=K_д n_0/\vartheta_{ск}$.

Дисперсия сигнала рассогласования для $\tau_д=T_{сл}$ и длительности видеосигнала слежения, определяемого на уровне $e^{-1}$, $\tau_{ВС}=2r_0a(1+a)T_{сл}/\ell_{ск}$, найдется из выражения

$$\sigma_u^2 = K_\partial^2 \cdot T_{сл}[\bar{n}_{Ф,T} + \bar{n}_0(2r_0a(1+a)/\ell_{ск})]. \qquad (8)$$

Нормируя на крутизну ВД среднюю квадратическую погрешность рассогласования при следящем сканировании (время усреднения равно интервалу следящего сканирования) $\sigma_{сл}=\sigma_u/\theta_д$, найдем оптимальное значение скорости и размера следящего сканирования из условия минимума погрешности слежения $\partial\sigma_{сл}/\partial\vartheta_{ск}=0$:

$$\vartheta_{ск\,opt} = r_0\, a(1+a)\bar{n}_0\, / T_{сл}\bar{n}_Ф.$$

Здесь $\bar{n}_0$ и $\bar{n}_Ф$ определяются с учетом выражений (2–5), отражающих влияние на интенсивность сигнала формы и вида распределений чувствительности элемента ФП и оптической апертуры. Учитывая это для соответствующих вариаций форм апертур ФП, получим оптимальный размер траектории следящего сканирования $\ell_{ск\,opt}=\vartheta_{opt}\cdot T_{сл}$:

$$\ell_{ск\,opt} = \bar{n}_{0\max}\, r_0(1+a)\times$$
$$\times\{[a^2/(1+a^2)];[1-\exp(-a)];[1-\exp(-4a/\pi)]\}/\,a\,\bar{n}_{Ф\max}.$$

Поведение полученной из (8) и нормированной на значение при $a$ = 1 средней квадратической погрешности для однократного следящего сканирования в зависимости от отношения сигнал/фон для гауссовых апертуры и элемента ФП и изменении соотношения $2r_0/\ell_{ск\,opt}$, принимающего значения, кратные длине волны $\lambda$–$(4r_0/\chi\lambda)$ или в угловой мере – кратные $\pi(2r_0/\ell_{ск}=2r_0/\chi\pi)$, представлено на рис. 3. Абсолютное значение средней квадратической временной ошибки слежения за ИП для треугольной формы сигнала сканирования составит: $\Delta\tau_{сл\,ош}=0{,}25a(1+a)(\bar{n}_C/\bar{n}_Ф)^{-1}T_{сл}/\sqrt{T_у/2T_{сл}}$, где $T_у$ – интервал времени усреднения сигнала ВД, равный [8] длительности формирования одной "ступеньки" управляющего напряжения основного канала, а отношение $T_у/2T_{сл}$ равно числу усредняемых значений отсчетов сигнала ВД на такте управления пьезоприводом.

Численное значение верхней границы временной погрешности (наихудшее значение при оценке точности) метода определим для равных значений интенсивности сигнальных и фоновых импульсов ($\bar{n}_C=\bar{n}_Ф$) и элемента пьезопривода [12], выполненного на основе пьезопакета ПП-4 ∅ 30×18×5,5 мм$^3$ с суммарной емкостью 0,5 мкФ ±5 %, резонансной частотой $f_0$=40 кГц, допустимым напряжением ±300 В и чувствительностью 5·10$^{-3}$ мкм/В. Для $T_у$ = 10$^{-2}$ с, $T_{сл}$ = 2,5·10$^{-5}$ с и $a$ = 1 значение верхней границы временной погрешности равно:

$$\sup \Delta \tau_{слош} = \pi \sqrt{2} \cdot 10^{-5} с.$$

В долях длительности такта интервала управления ($\sim 10^{-2}$ $c$) она составит $\pi\sqrt{2}\cdot 10^{-3}$ или порядка 0,4 %. С увеличением отношения сигнал/фон повышается и точность слежения. Для отношения сигнал/фон ~10 вносимая шумовыми флуктуациями погрешность оценки снижается на порядок, и верхняя граница временной погрешности слежения не превышает 0,04 % длительности одного такта интервала управления пьезоприводом [12].

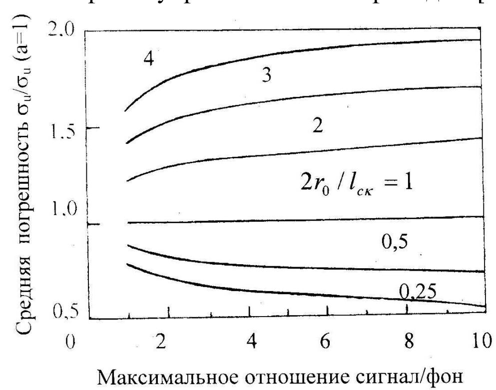



**Рис. 3.** *Влияние отношения сигнал/фон и размера сканирования на погрешность оценки координат ПИ*

Основной задачей интерферометрии является наиболее полное определение параметров поля интерференции, формируемого в процессе преобразования волнового фронта интерферометром измерительного средства. Интерференционным картинам малого контраста свойственна сложная структура с локализованными фрактальными областями, отражающими свойства объектов и фона в поле наблюдения. Динамика изменения поля наблюдения обусловливает пространственные и временные вариации локализованных фрактальных областей, определяющих информационный формализм видоизменения общей структуры полного изображения. Это определяет необходимость разработки новых методов для большей полноты анализа поля интерференции, чтобы определять совокупно с пространственно-частотными характеристиками поля в целом [2, 4] его локальные особенности [3] с возможностью оценки динамики локальных и глобальных вариаций изображения поля интерференции.

Наиболее широко для анализа поля интерференции используется основанное на габоровском представлении аналитических свойств оптических сигналов Фурье-преобразование [13]. Для этого сигнал задается в области переменных часто неограниченной протяженности в виде ортогонального разложения по частотным базисным функциям. Частотные компоненты разложения поля изображения определяются путем интегрального преобразования полной реализации сигнала на бесконечном интервале. Значительное усреднение затрудняет выделение локальных особенностей общей структуры поля интерференции. При обработке малого контраста картины интерференции зашумленные ее локальные вариации практически теряются.

В настоящее время для анализа, обработки и оценки параметров волновых полей идет интенсивная апробация нового метода [2, 3, 5, 6, 14] многомасштабного анализа сигналов – "вейвлет-анализа". Описанный в [8] принцип следящего фазометрирования с оптимальными размером и скоростью следящего сканирования обеспечивает получение как локальных фазовых изменений, так и их глобальное распределение по полю интерференции при существенно сниженном объеме данных, необходимых для получения достаточной информации о поле интерференции. Это позволит осуществлять вейвлет-преобразование изображения фазового поля в реальном времени при меньших вычислительных ресурсах средств обработки.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ


1. Адаптация в информационных оптических системах / И.Н. Матвеев, А.Н. Сафронов, И.Н. Троицкий, Н.Д. Устинов. Под ред. Н.Д. Устинова. – М.: Радио и связь, 1984. – 344 с.
2. Евдокимов Н.В., Комолов В.П., Комолов П.В. Интерференция динамического хаоса гамильтоновых систем: эксперимент и возможности радиофизических приложений // Успехи физических наук. – 2001. – Т. 171. – № 7. – С. 775–795.
3. Дремин И.М. Дальние корреляции частиц и вейвлеты // Успехи физических наук. – 2000. – Т. 170. – № 11. – С. 1235–1244.
4. Слободян С.М. Диссекторные гетеродинные системы // Зарубежная радиоэлектроника. – 1986. – № 6. – С. 62–72.
5. Кравченко В.Ф. Синтез антенн на основе нового класса атомарно-фрактальных функций // Доклады РАН. – 2002. – Т. 385. – № 1. – С. 754–761.
6. Werner D.H., Ganguly S. An overview of fractal antenna engineering research // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2003. – V. 45. – № 1. – P. 38–57.
7. Журович К.А., Кириллов В.П., Михайлов Ю.А., Склизков Г.В., Судаков О.А. Метод измерения пространственно-частотной характеристики устройства регистрации на основе ПЗС-матрицы // Приборы и техника эксперимента. – 2000. – № 5. – С. 79–83.
8. Слободян С.М. Принцип следящего оптического фазометрирования с временным дискриминатором // Известия Томского политехнического университета. – 2004. – Т. 307. – № 3. – С. 68–73.
9. Слободян С.М. Следящий оптический фазометр // Известия Томского политехнического университета. – 2003. – Т. 306. – № 6. – С. 102–106.
10. Пустынский И.Н., Слободян С.М. Диссекторные следящие системы. – М.: Радио и связь, 1984. – 136 с.
11. Митяшев Б.Н. Определение временного положения импульсов при наличии помех. – М.: Советское радио, 1962. – 199 с.
12. Слободян С.М. Многомернокоординатный привод микроуправления // Известия Томского политехнического университета. – 2003. – Т. 306. – № 5. – С. 92–95.
13. Takeda M., Ino H., Kabayashi S. Fourier transform method of fringe-pattern analysis for computer – based tomography and interferometry // J. Opt. Soc. Amer. – 1982. – V. 72. – № 1. – P. 156–160.
14. Mallat S.G. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intel. – 1989. – V. 11. – № 7. – P. 674–693.